

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-281995

(43)Date of publication of application : 31.10.1997

(51)Int.Cl.

G10L 7/04

G10L 9/14

G10L 9/18

H03M 7/30

H04B 14/04

(21)Application number : 08-115678

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 12.04.1996

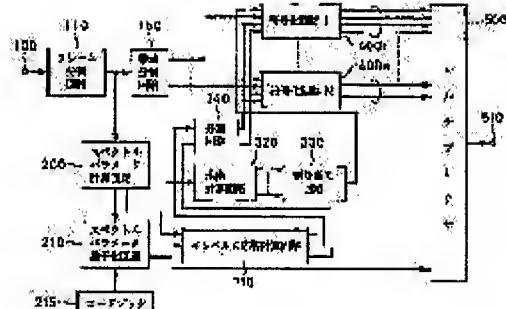
(72)Inventor : OZAWA KAZUNORI

(54) SIGNAL CODING DEVICE AND METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce the degradation of sound quality with a relatively small calculating quantity by combining the output signal of a parameter calculating means and the output signal of a coding means and outputting them.

SOLUTION: An input signal is divided into plural pieces of bands every predetermined frame and spectral parameters (for example, LPC coefficients) expressing spectral envelopes are calculated from the input signal. Moreover, performance requirement values are calculated with respect to respective bands based on the spectral parameters in a performance calculating part 320. Further, the number of pulses for expressing sound sources in respective bands is adaptively assigned according to the performance requirement values in a assigning part 330. Then, a coding is performed by calculating pulses expressing a sound source according to the number of pulses in a coding part 400 and then the output signal of a spectral parameter quantizing means 210 and the output of the coding means 400 are combined in a multiplexer 500 to be outputted.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 12.04.1996

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 22.06.1999

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-281995

(43)公開日 平成9年(1997)10月31日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
G 10 L 7/04			G 10 L 7/04	G
9/14			9/14	J
9/18			9/18	E
H 03 M 7/30	9382-5K		H 03 M 7/30	B
H 04 B 14/04			H 04 B 14/04	Z

審査請求 有 請求項の数13 FD (全25頁)

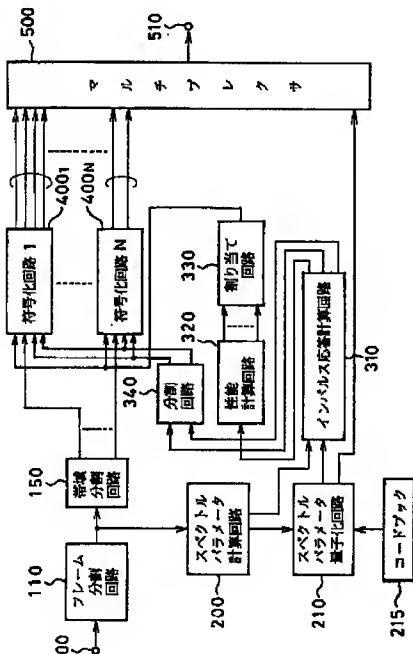
(21)出願番号	特願平8-115678	(71)出願人	000004237 日本電気株式会社 東京都港区芝五丁目7番1号
(22)出願日	平成8年(1996)4月12日	(72)発明者	小澤一矩 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		(74)代理人	弁理士 加藤朝道

(54)【発明の名称】 信号符号化装置及び方法

(57)【要約】

【課題】低ビットレートでも良好な音質の得られる信号符号化装置の提供。

【解決手段】入力した信号を予め定められた時間長のフレームに分割し予め定められた複数個の帯域に分割する帯域分割部150と、入力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルパラメータを求めるパラメータ計算部200と、スペクトルパラメータとともに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算部320と、帯域分割部の出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める音源部400₁～400_Nと、性能計算部の出力に応じてパルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てる割当部330を有し、パラメータ計算部と音源部の出力信号を組み合わせて出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】入力した信号を予め定められた時間長のフレームに分割し予め定められた複数個の帯域に分割する帯域分割手段と、

前記入力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルパラメータを求めるパラメータ計算手段と、

前記スペクトルパラメータをもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、

前記帯域分割手段の出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める符号化手段と、

前記性能計算手段の出力に応じて前記パルスの個数を前記帯域毎に適応的に割り当てる割当手段と、

を含み、

前記パラメータ計算手段の出力信号と前記符号化手段の出力信号とを組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化装置。

【請求項2】前記パラメータ計算手段から出力されるスペクトルパラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間する補間手段と、

前記補間手段の出力をもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、

を更に有することを特徴とする請求項1記載の信号符号化装置。

【請求項3】前記割当手段が、前記パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを有し、前記性能計算手段からの要求性能と、前記テーブルと、用いて前記パルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てる、

ことを特徴とする請求項1記載の信号符号化装置。

【請求項4】入力した信号を予め定められた時間長のフレームに分割し予め定められた複数個の帯域に分割する帯域分割手段と、

前記帯域分割手段の出力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルパラメータを求めるパラメータ計算手段と、前記スペクトルパラメータをもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、

前記帯域分割手段の出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める符号化手段と、

前記性能計算手段の出力に応じて前記パルスの個数を前記帯域毎に適応的に割り当てる割当手段と、

を含み、

前記パラメータ計算手段と前記符号化手段との出力を組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化装置。

【請求項5】前記パラメータ計算手段から出力されるスペクトルパラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間する補間手段と、

前記補間手段の出力をもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、

を有することを特徴とする請求項4記載の信号符号化裝置。

【請求項6】前記割当手段が、前記パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを有し、前記性能計算手段からの要求性能と、前記テーブルと、用いて、前記パルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てる、ことを特徴とする請求項4記載の信号符号化装置。

【請求項7】入力した音声信号を予め定められた時間長のフレームに分割し前記入力した音声信号からスペクトルパラメータを求めるスペクトルパラメータ計算手段と、

前記入力した音声信号から特微量を抽出してモードを判別するモード判別手段と、

前記スペクトルパラメータをもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、

出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める符号化手段と、

前記モード判別手段の出力と前記性能計算手段の出力に応じて前記パルスの個数を前記帯域毎に適応的に割り当てる割当手段と、

を含み、

前記スペクトルパラメータ計算手段と前記符号化手段との出力信号と前記モード判別手段の出力を組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化装置。

【請求項8】前記スペクトルパラメータ計算手段から出力されるスペクトルパラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間する補間手段と、

前記補間手段の出力をもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、を有することを特徴とする請求項7記載の信号符号化装置。

【請求項9】前記割当手段が、パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを有し、前記モード判別手段からの出力により前記テーブルを切替え、

前記性能計算手段からの要求性能と前記テーブルとを用いてパルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てる、ことを特徴とする請求項7記載の信号符号化装置。

【請求項10】入力した信号を予め定められた時間長のフレームに分割し予め定められた複数個の帯域に分割する帯域分割手段と、

前記帯域分割手段の出力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルパラメータを求めるパラメータ計算手段と、前記帯域分割手段の出力信号から特微量を抽出してモードを判別するモード判別手段と、

前記スペクトルパラメータをもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、

前記帯域分割手段の出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める符号化手段と、

前記モード判別手段の出力と前記性能計算手段の出力に応じて前記パルスの個数を前記帯域毎に適応的に割り当てる割当手段と、

を含み、

前記パラメータ計算手段と前記符号化手段との出力信号と前記モード判別手段の出力とを組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化装置。

【請求項11】前記パラメータ計算手段から出力されるスペクトルパラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間する補間手段と、

前記補間手段の出力をもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、

を有することを特徴とする請求項10記載の信号符号化装置。

【請求項12】前記割当手段が、パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを有し、前記モード判別手段からの出力により前記テーブルを切替え、前記性能計算手段からの要求性能と前記テーブルとを用いてパルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てる特徴とする請求項10記載の信号符号化装置。

【請求項13】入力信号を所定のフレーム毎に複数個の帯域に分割し、該入力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルパラメータを計算し、該スペクトルパラメータをもとに前記複数個の帯域に対して性能要求値を求め、該性能要求値に従い、各帯域において音源信号を表すためのパルスの個数を適応的に割り当て、このパルス数に従い音源信号を表すパルスを計算して符号化を行ない、該スペクトルパラメータ計算出力と符号化出力とを組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、音声や音楽などの信号を低いビットレートで高品質に符号化するための信号符号化装置に関する。

【0002】

【従来の技術】音声信号を高能率に符号化する方式としては、例えば、M. Schroeder and B. Atal氏による「“Code-excited Linear prediction: Highquality speech at very low bit rates”」(コード・エキサイティッド リニアプレディクション:ハイクオリティ スピーチ アト ベリーロービットレート)」(Proc. ICASSP, pp. 937-940, 1985年))と題する論文(文献1)や、Klein氏らによる「“Improved speech quality and efficient vector quantization in CELP”」(イムブループド スピーチ クオリティ アンド エフィシエント ベクトル クウォンタイザーション イン セルビ)」(Proc. ICASSP, pp. 155-158, 1988年)と題する論文(文献2)などに記載されている、音源をベクトル量化された雑音で表現する、CELP(Code Excited LinearPredictive Coding; 符号駆動型線形予測符号)が知られている。

【0003】この従来のCELP方式では、送信側では、フレーム毎(例えば20ms)に音声信号から線形予測(LPC)分析を用いて、音声信号のスペクトル特

性を表すスペクトルパラメータを抽出する。

【0004】フレームをさらにサブフレーム(例えば5ms)に分割し、サブフレーム毎に過去の音源信号を基に適応コードブック(符号帳)におけるパラメータ(ピッチ周期に対応する遅延パラメータとゲインパラメータ)を抽出し、適応コードブックにより前記サブフレームの音声信号をピッチ予測する。

【0005】ピッチ予測して求めた音源信号に対して、予め定められた種類の雑音信号からなる音源コードブック(ベクトル量子化コードブック)から最適な音源コードベクトルを選択し、最適なゲインを計算することにより、音源信号を量子化する。

【0006】音源ベクトルの選択の仕方は、選択した雑音信号により合成した信号と、前記残差信号との誤差電力を最小化するようを行う。そして、選択されたコードベクトルの種類を表すインデックスとゲインならびに、前記スペクトルパラメータと適応コードブックのパラメータをマルチプレクサ部により組み合わせて伝送する。受信側の説明は省略する。

【0007】また、上記CELP方式をもとに、音声だけでなく、音楽信号などの非定常な信号に対応するために入力信号を複数個の帯域(サブバンド)に分割した上で、各サブバンド毎にCELP符号化を行なう方式が知られている。これについては、例えば、M. Young氏らによる「“Subband vector excitation coding with adaptive bit allocation”」(サブバンド・ベクトル・エキサイテーション・コーディング ウィズ アダプティブ ピットアロケーション)」(Proc. ICASSP, p. 743-746, 1989年))と題する論文(文献3)等が参考される。

【0008】上記文献3記載の方法では、帯域が8kHzの入力信号を2個のサブバンド(サブバンド1の帯域は0-2kHz、サブバンド2は2-4kHz)に分割する。

【0009】その後、各帯域の入力信号をもとに予測残差パワを計算し、さらに予測残差パワの帯域間での比を計算し、これから各帯域での符号化に必要な量子化ビット数を適応的に割り当てる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】上記した従来の方式では、音源コードブックから最適な音源コードベクトルを選択するのに多大な演算量を要するという問題があった。

【0011】これは、上記文献1や文献2に記載の方法では、音源コードベクトルを選択するのに、各コードベクトルに対して一旦フィルタリングもしくは畳み込み演算を行ない、この演算をコードブックに格納されているコードベクトルの個数だけ繰り返すことに起因している。

【0012】例えば、コードブックのビット数がBビッ

トで、次元数がNのときは、フィルタリングあるいは畳み込み演算のときのフィルタあるいはインパルス応答長をKとすると、演算量は1秒当たり、 $N \times K \times 2^k \times 8000/N$ だけ必要となる。一例として、B = 10, N = 40, k = 10 とすると、1秒当たり 81,920,000 回の演算が必要となり、演算量が極めて膨大であるという問題点があった。

【0013】さらに、上記文献3の従来方式においては、サブバンド間で符号化に必要な量子化ビット数を割り当てる場合に、各サブバンドの予測残差パワをもとにビット割り当て、符号化を行なっていた。

【0014】従って、サブバンドで音源を確保するために実際に必要な符号化性能を満たすようにビットを割り当てるわけではないので、特に、音声以外の非定常な信号（例えば音楽信号など）に対しては、音質的に不十分であった。

【0015】さらに、演算量を削減するために、音源信号をコードブック以外（例えば複数個のパルスの組合せなど）を用いて表す場合に、ビット数の割り当てではパルスの個数とうまく整合しなかった。

【0016】従って、本発明は、上記事情に鑑みて為されたものであって、その目的は、上述の問題を解決と、比較的少ない演算量で音質の劣化の少ない信号符号化式を提供することにある。

【0017】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するため、本発明によれば、入力した信号を予め定められた時間長のフレームに分割し予め定められた複数個の帯域に分割する帯域分割手段と、前記入力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルバラメータを求めるバラメータ計算手段と、前記スペクトルバラメータをもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、前記帯域分割手段の出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める符号化手段と、前記性能計算手段の出力に応じて前記パルスの個数を前記帯域毎に適応的に割り当てる割当手段と、を含み、前記バラメータ計算手段の出力信号と前記符号化手段の出力信号とを組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化装置により達成することができる。

【0018】本発明は、バラメータ計算手段から出力されるスペクトルバラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間する補間手段と、前記補間手段の出力をもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段とを有することを特徴とする。

【0019】本発明は、割当手段において、パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを有し、性能計算手段からの要求性能と前記テーブルとを用いてパルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てるなどを特徴とする。

【0020】また、本発明は、第2の視点において、入力した信号を予め定められた時間長のフレームに分割し

予め定められた複数個の帯域に分割する帯域分割手段と、前記帯域分割手段の出力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルバラメータを求めるバラメータ計算手段と、前記スペクトルバラメータをもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、前記帯域分割手段の出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める符号化手段と、前記性能計算手段の出力に応じて前記パルスの個数を前記帯域毎に適応的に割り当てる割当手段を有し、前記バラメータ計算手段と前記符号化手段の出力信号を組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化装置を提供する。

【0021】本発明は、バラメータ計算手段から出力されるスペクトルバラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間する補間手段と、前記補間手段の出力をもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段とを有することを特徴とする。

【0022】本発明は、割当手段において、パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを有し、性能計算手段からの要求性能と前記テーブルとを用いてパルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てるなどを特徴とする。

【0023】そして、本発明は、第3の視点において、入力した音声信号を予め定められた時間長のフレームに分割し前記入力信号からスペクトルバラメータを求めるスペクトルバラメータ計算手段と、前記入力信号から特徴量を抽出してモードを判別するモード判別手段と、前記スペクトルバラメータをもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、前記帯域分割手段の出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める符号化手段と、前記モード判別手段の出力と前記性能計算手段の出力に応じて前記パルスの個数を前記帯域毎に適応的に割り当てる割当手段を有し、前記バラメータ計算手段と前記符号化手段の出力信号と前記モード判別手段の出力とを組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化装置を提供する。

【0024】本発明は、バラメータ計算手段から出力されるスペクトルバラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間する補間手段と、前記補間手段の出力をもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段とを有することを特徴とする。

【0025】本発明は、割当手段において、パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを有し、モード判別手段からの出力により前記テーブルを切替え、性能計算手段からの要求性能と前記テーブルとを用いてパルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てるなどを特徴とする。

【0026】さらに、本発明は、第4の視点において、入力した信号を予め定められた時間長のフレームに分割し予め定められた複数個の帯域に分割する帯域分割手段と、前記帯域分割手段の出力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルバラメータを求めるバラメータ計算手段と、前記帯域分割手段の出力信号から特徴量を抽出して

モードを判別するモード判別手段と、前記スペクトルバラメータをもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段と、前記帯域分割手段の出力信号に対して、複数個のパルスから構成される音源信号を求める符号化手段と、前記モード判別手段の出力と前記性能計算手段の出力に応じて前記パルスの個数を前記帯域毎に適応的に割り当てる割当手段を有し、前記バラメータ計算手段と前記符号化手段の出力信号と前記モード判別手段の出力を組み合わせて出力することを特徴とする信号符号化装置を提供する。

【0027】本発明は、バラメータ計算手段から出力されるスペクトルバラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間する補間手段と、前記補間手段の出力をもとに複数個の帯域に対して性能要求値を求める性能計算手段とを有することを特徴とする。

【0028】本発明によれば、割当手段において、パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを有し、モード判別手段からの出力により前記テーブルを切替え、性能計算手段からの要求性能と前記テーブルとを用いてパルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てるこことを特徴とする。

【0029】

【発明の実施の形態】本発明の各種実施の形態を以下に説明する。

【0030】本発明は、第1の実施の形態において、入力信号を予め定められたフレーム毎に複数個の帯域に分割し、入力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルバラメータ（例えばLPC係数）を計算し（図1の200）、スペクトルバラメータをもとに前記各々の帯域に対して性能要求値を求め（図1の320）、性能要求値に従い、各帯域において音源信号を表すためのパルスの個数を適応的に割り当てる（図1の330）、符号化部

（図1の400）においてこのパルス数に従い、音源信号を表すパルスを計算して符号化を行ない、スペクトルバラメータ量子化手段（図1の210）の出力と、符号化手段400の出力信号とをマルチブレクサ500で組み合わせて出力するものである。

【0031】本発明は、その第2の実施の形態において、図5を参照すると、スペクトルバラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間し（図5の670）、補間バラメータをもとに各々の帯域の性能要求値を求める。

【0032】本発明は、その第3の実施の形態において、図6を参照すると、前記第1の実施の形態において、パルスの個数と性能の関係を示したテーブル（図6の651）を帯域毎に予め保有しておき、性能要求値とテーブルを用いて各帯域のパルスの個数を適応的に割り当てる。

【0033】本発明は、その第4の実施の形態において、図7を参照すると、入力信号を予め定められたフレ

ーム毎に複数個の帯域に分割し（図7の150）、帯域分割信号からスペクトル包絡を表すスペクトルバラメータ（例えばLPC係数）を計算し、スペクトルバラメータをもとに前記各々の帯域に対して性能要求値を求め（図7の320）、性能要求値に従い、各帯域において音源信号を表すためのパルスの個数を適応的に割り当てる（図7の330）。

【0034】本発明は、その第5の実施の形態として、前記第4の実施の形態において、スペクトルバラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間し、補間バラメータをもとに各々の帯域の性能要求値を求める。

【0035】本発明は、その第6の実施の形態として、図11を参照すると、前記第4の実施の形態において、パルスの個数と性能の関係を示したテーブル（図11の651）を帯域毎に予め保有しておき、性能要求値とテーブルを用いて各帯域のパルスの個数を適応的に割り当てる。

【0036】本発明は、第7の実施の形態において、図12を参照すると、入力信号を予め定められたフレーム

毎に複数個の帯域に分割し、入力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルバラメータ（例えばLPC係数）を計算し、入力信号から特微量を抽出しモードを判別し、スペクトルバラメータをもとに前記各々の帯域に対して性能要求値を求め、性能要求値に従い、各帯域において音源信号を表すためのパルスの個数を適応的に割り当てる。

【0037】本発明は、その第8の実施の形態として、図14を参照すると、前記第7の実施の形態において、スペクトルバラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間し、補間バラメータをもとに各々の帯域の性能要求値を求める。

【0038】本発明は、その第9の実施の形態として、図15を参照すると、前記第7の実施の形態において、パルスの個数と性能の関係を示したテーブルを帯域毎に予め保有しておき、性能要求値とテーブルを用いて各帯域のパルスの個数を適応的に割り当てる。

【0039】本発明は、第10の実施の形態において、図16を参照すると、入力信号を予め定められたフレーム毎に複数個の帯域に分割し、帯域分割信号からスペクトル包絡を表すスペクトルバラメータ（例えばLPC係数）を計算し、帯域分割信号から特微量を抽出しモードを判別し、スペクトルバラメータをもとに前記各々の帯域に対して性能要求値を求め、性能要求値に従い、各帯域において音源信号を表すためのパルスの個数を適応的に割り当てる。

【0040】本発明は、第11の実施の形態として、図18を参照すると、前記第10の実施の形態において、スペクトルバラメータをフレーム長よりも短い時間間隔毎に補間し、補間バラメータをもとに各々の帯域の性能要求値を求める。

【0041】本発明は、第12の実施の形態として、図20を参照すると、前記第10の実施の形態においてパルスの個数と性能の関係を示したテーブルを帯域毎に予め保有しておき、性能要求値とテーブルを用いて各帯域のパルスの個数を適応的に割り当てる。

【0042】

【実施例】図1は、本発明に係る信号符号化装置の第1の実施の形態の構成例をブロック図にて示したものである。

【0043】図1を参照すると、入力端子100から信号を入力し、フレーム分割回路110では信号をフレーム（例えば20ms）毎に分割する。

【0044】スペクトルバラメータ計算回路200は、フレームの入力信号に対して、窓（例えば24ms）をかけて信号を切り出して、スペクトルバラメータを予め定められた次数（例えばP=16次）計算する。

【0045】ここで、スペクトルバラメータの計算には、周知のLPC分析や、Burg分析等を用いることができる。ここでは、Burg分析を用いることとする。Burg分析の詳細については、例えば中溝著による*20

$$D_j = \sum_i^P W(i) [LSP(i) - QLSP(i)]^2 \quad \dots(1)$$

【0050】ここで、LSP(i)、QLSP(i)、W(i)はそれぞれ、量子化前のi次目のLSP、量子化後のj番目の結果、重み係数である。

【0051】LSPバラメータのベクトル量子化の手法は周知の手法を用いることができる。具体的な方法は、複数段のベクトル量子化器を接続して用いる多段スプリットベクトル手法が知られており、例えば、特開平4-171500号公報（特願平2-297600号）（文献6）、特開平4-363000号公報（特願平3-261925号）（文献7）や、特開平5-6199号公報（特願平3-155049号）（文献8）や、T. N. omura et al. による「“LSP Coding Using VQ-SVQ With Interpolation in 4.075 kbps M-LCELP Speech Coder”」（LSPコーディング ユージング VQ-SVQ ウィズ インタポレーション イン

4.075 kbps M-LCELP スピーチ コード

*る刊行物（「信号解析とシステム同定」と題した単行本（コロナ社1988年刊）の82~87頁）（文献4）等に記載が参照されるもので、ここではその説明を省略する。

【0046】さらに、スペクトルバラメータ計算回路200では、Burg法により計算された線形予測係数 α_i （ $i = 1, \dots, P$ ）を量子化や補間に適したLSPバラメータに変換し出力する。

【0047】ここで、線形予測係数からLSPへの変換は、菅村他による（“線スペクトル対（LSP）音声分析合成方式による音声情報圧縮”）と題した論文（電子通信学会論文誌、J64-A、pp. 599-606、1981年）（文献5）を参照することができる。

【0048】スペクトルバラメータ量子化回路210では、スペクトル量子化コードブック215を使用し、LSPバラメータを効率的に量子化する。量子化は、次式（1）で与えられる歪みを最小化する量子化値を出力することを行なう。

【0049】

【数1】

※ダ」と題した論文（Proc. Mobile Multimedia Communication, pp. B. 2. 5, 1993）（文献9）等が参照される。

【0052】また、スペクトルバラメータ量子化回路210は、量子化LSPを線形予測係数 α'_i （ $i = 1, \dots, P$ ）に変換し、インパルス応答計算回路310へ出力する。また、量子化LSPを表すインデクスをマルチ

30 プレクサ400に出力する。

【0053】インパルス応答計算回路310は、3種類のインパルス応答を予め定められた点数だけ計算する。

【0054】第1は、z変換が次式（2）で表される聴感重み付け合成フィルタのインパルス応答 $h_w(n)$ である。

【0055】

【数2】

$$H_w(z) = \left[\frac{1 - \sum_{i=1}^P \alpha'_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^P \alpha'_i r^i z^{-i}} \right] \left[\frac{1}{1 - \sum_{i=1}^P \alpha'_i r^i z^{-i}} \right] \quad \dots(2)$$

【0056】第2は、z変換が次式（3）で表される聴感重み付けフィルタのインパルス応答 $w(n)$ である。

★

$$W(z) = \frac{1 - \sum_{i=1}^P \alpha_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^P \alpha_i r^i z^{-i}} \quad \dots(3)$$

★【0057】

【数3】

【0058】第3は、 z 変換が次式(4)で表される合成フィルタのインパルス応答 $h(n)$ である。 * 【数4】

$$H(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^p \alpha_i' z^{-1}} \quad \cdots(4)$$

【0060】第1、第2のインパルス応答を分割回路340に出力し、第3のインパルス応答(即ち合成フィルタのインパルス応答 $h(n)$)を性能計算回路320に出力する。

【0061】性能計算回路320は、第3のインパルス応答 $h(n)$ を入力し、複数個の帯域に対する性能要求値を求める。

【0062】ここで、性能要求値としては、信号対マスキング比(SMR: Signal to Masking Threshold Ratio)を用いる。これは、あるレベルの信号とそれに起因する聴覚のマスキングレベルとの比に近似的に対応している。具体的には、次の動作を行なう。

【0063】インパルス応答を予め定められた点数LでFFT(高速フーリエ変換)し、次式(5)からパワースペクトル密度を計算する。

【0064】

【数5】

【0065】ここで、 $Y(k)$ は $h(n)$ FFTしたスペクトル、 $Re(\cdot)$ 、 $Im(\cdot)$ は、それぞれ、FFTの実部、虚部を示す。

【0066】このパワースペクトル密度を用いて、各帯域★【数6】

$$LT_{min}(t) = \min_{t_1 \leq i \leq t_2} [LT_{tg}(i)] \text{ (dB)} \quad \cdots(6)$$

【0068】ここで、 t_1 、 t_2 は、それぞれ、帯域 t の始端、終端番号を示す。

【0069】次に、帯域 t で、次式(7)により信号対マスキング比SMR(t)を求める。

【0070】

$SMR(t) = L_{ss}(t) - LT_{min}(t) \text{ (dB)} \quad \cdots(7)$ ☆

$$L_{ss}(t) = 10 \log_{10} [\sum_n x_t^2(n)], \text{ (dB)} \quad \cdots(8)$$

【0074】帯域 t 毎に求めたSMR(t)の値を割り当て回路330に出力する。なお、マスキングしきい値の計算には、J. Johnston氏による「"Transform coding of audio signals using perceptual noise criteria"」(トランスフォームコーディングオブオーディオシグナルズユージングパセプチュアルノイズクライテリア)と題した論文(IEEE Journal of Selected Areas in Communications, vol.6, pp.314-323, 1988)(文献10)等を参照できる。

【0075】割り当て回路330は、帯域毎にSMR(t)に従い、パルス数の適応割り当てを行なう。一例◆

$$B = \sum_{i=t}^N b(t)$$

【0078】ここで、 $b(t)$ は帯域 t における割り当てるパルス数及び他の伝送情報から計算した帯域 t の伝送ビット数、Nは帯域の個数である。

【0079】分割回路340は、第1、第2のインパルス応答をインパルス応答計算回路310から入力し、それぞれに対し、帯域分割を行なうフィルタのインパルス

【0063】インパルス応答を予め定められた点数LでFFT(高速フーリエ変換)し、次式(5)からパワースペクトル密度を計算する。

【0064】

【数5】

★毎に、最小マスキングしきい値 $L_{min}(t)$ (dB)を計算する。

【0067】

【数6】

$$LT_{min}(t) = \min_{t_1 \leq i \leq t_2} [LT_{tg}(i)] \text{ (dB)} \quad \cdots(6)$$

☆【0071】ここで、 $L_{ss}(t)$ 、 $LT_{min}(t)$ は、それぞれ、帯域 t での音圧レベル、最小マスキングしきい値を示す。

【0072】また、 $L_{ss}(t)$ は次式(8)で求める。

【0073】

【数7】

$$L_{ss}(t) = 10 \log_{10} [\sum_n x_t^2(n)], \text{ (dB)} \quad \cdots(8)$$

◆として、簡便には、1パルス当たりの符号化S/N比(信号対雑音比)をA dBと仮定し、 $SMR(t)$ をAで除して必要なパルスの個数を求めることができる。

【0076】このようにして、各帯域毎に、パルスの割り当て数を計算し、符号化回路400₁～400_Nに出力する。ただし、この割り当てのときに、帯域を合計した伝送ビット数Bを計算し、B=Rとなるように、パルスの個数を調整する。ここで、Rは予め定められた伝送速度である。また、次式(9)が成立つ。

【0077】

【数8】

$$\cdots(9)$$

応答を畳み込み(convolution)演算し、それぞれに対して各帯域のインパルス応答を求め、符号化回路400へ出力する。

【0080】なお、帯域分割フィルタとしては、QMF(クアドラチュアミラーフィルタ; Quadrature Mirror Filter)が知られている。

【0081】このフィルタの構成については、例えば、P. Va idyanathan氏による「“Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: A tutorial”」(マルチレート・デジタル・フィルタ、フィルタ・バンク、ポリフェーズ・ネットワーク及びアプリケーション: チュートリアル)と題した論文(Proc. IEEE, vol.78, pp. 56-93, 1990) (文献11)が参照される。

【0082】以下では、帯域tにおける第1のインパルス応答を $h_{wt}(n)$ 、第2のインパルス応答を $w_t(n)$ と記すものとする。

【0083】符号化回路400₁～400_Nは、異なる帯域に対して共通の動作を行なうので、代表として、符号化回路1-400₁について説明する。

【0084】図2は、符号化回路1-400₁の構成を示すブロック図である。

【0085】図2において、入力端子401, 402, 403, 404から、それぞれ、帯域tの入力信号 $x_t(n)$ 、第2のインパルス応答 $w_t(n)$ 、第1のインパルス応答 $h_{wt}(n)$ 、帯域tのパルス割り当て数を入力する。

【0086】聴感重み付け回路410は、帯域tの信号 $x_t(n)$ と $w_t(n)$ から、次式(10)に従い、聴感重み付け信号 $x_{wt}(n)$ を計算する。

【0087】

$$x_{wt}(n) = x_t(n) * w_t(n) \quad \cdots (10)$$

【0088】ここで、記号“*”は畳み込み演算を示す
 $D_T =$

$$\sum_{n=0}^{N-1} x'_{wt}(n) - [\sum_{n=0}^{N-1} x'_{wt}(n) y_{wt}(n-T)]^2 / [\sum_{n=0}^{N-1} y_{wt}^2(n-T)] \quad \cdots (14)$$

【0097】ここで、

$$y_{wt}(n-T) = v_t(n-T) * h_{wt}(n) \quad \cdots (15)$$

である。

$$\beta = \sum_{n=0}^{N-1} x'_{wt}(n) y_{wt}(n-T) / \sum_{n=0}^{N-1} y_{wt}^2(n-T) \quad \cdots (16)$$

【0100】ここで、女性の声や子供の声に対して、遅延の抽出精度を向上させるために、遅延を整数サンプルではなく、小数サンプル値で求めてよい。具体的な方法は、例えば、P. Kroonらによる、「“Pitch predictors with high temporal resolution”」(ピッチ プレディクターズ ウィズ ハイ テンポラル レゾルーション)と題した論文(Proc. ICASSP, pp. 661-664, 1990年) (文献12)等が参照される。

【0101】さらに、適応コードブック回路420では次式(17)に従いピッチ予測を行ない、予測残差信号 $e_{wt}(n)$ を音源量子化回路40へ出力する。

【0102】

$$e_{wt}(n) = x_{wt}'(n) - \beta v_t(n-T) * h_{wt}(n) \quad \cdots (17)$$

*す。

【0089】減算器415は、 $x_{wt}(n)$ から応答信号 $x_{zt}(n)$ を減算する。

【0090】応答信号計算回路450は、入力信号を零 $d_t(n) = 0$ とした応答信号をフレーム長よりも短いサブフレーム分計算し、減算器415へ出力する。ここで、応答信号 $x_{zt}(n)$ は次式(11)で表される。

【0091】

$$x_{zt}(n) = d_t(n) * h_{zt}(n) \quad \cdots (11)$$

10 【0092】但し、

$$d_t(n) = 0, \quad (n \geq 0)$$

$$d_t(n) = v_t(n), \quad (n < 0) \quad \cdots (12)$$

【0093】減算器415は、次式(13)により、聴感重み付け信号から応答信号を1サブフレーム分減算し、 $x_{wt}'(n)$ を適応コードブック回路420へ出力する。

【0094】

$$x_{wt}'(n) = x_{wt}(n) - x_{zt}(n) \quad \cdots (13)$$

20 【0095】適応コードブック回路420は、ゲイン量子化回路440から過去の音源信号 $v_t(n)$ を、減算器415から出力信号 $x_{wt}'(n)$ を入力する。ピッチに対応する遅延Tを次式(14)の歪みを最小化するよう求め、遅延を表すインデクスを端子464に出力する。

【0096】

【数9】

※【0098】ゲインβを次式(16)に従い求める。

【0099】

※【数10】

40 【0103】音源量子化回路430では、端子404から入力した個数K(t)のパルスについて、位置と振幅を探索する。

【0104】パルスの位置の計算は、例えば、パルスをたてる位置を限定して探索することにより、探索に要する演算量を低減化することができる。例えば、ACELP (Argebraic Code Excited Linear Prediction) 方式が提案されている。これは、例えば、C. La fl a mm eらによる「“16 kbps wideband speech codingte chnique based on algebraic CELP”」(16 kbps ワイドバンド スピーチ コーディング テクニーク ベースド オン アルジブレイティック CELP)と題した論文(Proc. ICASSP, pp.13-16, 1991) (文献1

3) 等を参照することができる。

【0105】この方法によれば、音源信号を複数個のパルスで表し、各パルスの位置を限定して予め定められたビット数で表し伝送する。さらに、各パルスの振幅は+1、0もしくは-1、0と極性に限定されているため、位置の探索に要する演算量を大幅に低減化できる。

【0106】別な方法として、パルスの振幅は、K(t)個まとめてベクトル量子化することもできる。この方法の方が、極性を表すのに比べ性能が改善されるが、演算量はやや増大する。

【0107】複数パルスの振幅を量子化するためのコードブックを、多量の信号を用いて予め学習して格納しておくこともできる。コードブックの学習法は、例えば、Linde氏らによる「An algorithm for vector quantization design」(アンアルゴリズム フォア ベ*

$$D_k =$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} [x_{wt}(n) - \beta'_t v(n-T) * h_{wt}(n) - G'_t \sum_{i=1}^M g'_{ik} h_{wt}(n-m_i)]^2 \quad \dots(18)$$

【0112】ここで、 β'_t 、 G'_t は、ゲインコードブック445に格納された2次元ゲインコードブックにおけるk番目のコードベクトルである。選択されたゲインコードベクトルを表すインデックスを端子461に出力する。

【0113】ゲインコードブック445は、上記文献13に従い、予め学習しておく。

【0114】図3は、本発明の別の実施例の構成を示すプロック図である。

10 【0110】ここでは、適応コードブックのゲインとパルスで表した音源のゲインの両者を同時にベクトル量子化する例について示す。

【0111】

【数11】

20 【0115】図3を参照して、LPC分析回路550は、分割回路340から、帯域tにおける第1のインパルス応答を $h_{wt}(n)$ 、第2のインパルス応答を $w_t(n)$ を入力する。各々のインパルス応答に対して、予め定められた遅れ次数Pの自己相関関数を計算する。

【0116】一例として、 $h_{wt}(n)$ に対する自己相関C(j)の求め方を次式(19)に示す。

【0117】

【数12】

$$C_h(j) = \sum_{n=0}^{L-1-j} h_{wt}(n) h_{wt}(n+j), (j = 0, \dots, P) \quad \dots(19)$$

【0118】ここで、Lは自己相関を計算するときのインパルス応答の長さを示す。 $w_t(n)$ に対しても同様にして自己相関を計算する。

【0119】次に、各々の自己相関に対して、次数PのLPC分析を行ない、線形予測係数を求め、これらと $h_{wt}(n)$ を符号化回路に出力する。これを全ての帯域について行なう。

【0120】帯域tのインパルス応答 $h_{wt}(n)$ 、 $w_t(n)$ に対する線形予測係数をそれぞれ、 $\alpha_{ht}(i)$ 、★

$$x_{wt}(n) = x_t(n) + \sum_{i=1}^P \alpha_{ht}(i) x_{wt}(n-i) \quad \dots(20)$$

【0124】応答信号計算回路620は、適応コードブック、音源パルスの振幅、位置、ゲインコードベクトルのインデックスを入力し、インデックスに対応するコードベクトルを読み出し、まず次式(21)にもとづき駆動音☆

$$v_t(n) = \beta'_t v_t(n-T) + G'_t \sum_{i=1}^M g'_{ik} \delta(n-m_i) \quad \dots(21)$$

【0126】 $v_t(n)$ は適応コードブック回路420に出力される。

【0127】次に、次式(22)により、応答信号 s_{wt}

* クタ クオンタイゼーション デザイン」と題した論文(IEEE Trans. Commun., pp. 84-95, January, 1980) (文献13)等を参照できる。

【0108】振幅、位置の情報はゲイン量子化回路440に出力される。

【0109】ゲイン量子化回路440は、ゲインコードブック445からゲインコードベクトルを読み出し、選択された振幅と位置に対して、次式(18)を最小化するようにゲインコードベクトルを選択する。

10 【0110】ここでは、適応コードブックのゲインとパルスで表した音源のゲインの両者を同時にベクトル量子化する例について示す。

【0111】

【数11】

20 【0115】図3を参照して、LPC分析回路550は、分割回路340から、帯域tにおける第1のインパルス応答を $h_{wt}(n)$ 、第2のインパルス応答を $w_t(n)$ を入力する。各々のインパルス応答に対して、予め定められた遅れ次数Pの自己相関関数を計算する。

【0116】一例として、 $h_{wt}(n)$ に対する自己相関C(j)の求め方を次式(19)に示す。

【0117】

【数12】

★ $\alpha_{ht}(i)$ ($i = 1, \dots, P$) とする。

【0121】図4は、符号化回路600の構成を示すプロック図である。端子601、602、603、604、605から、入力信号、 $\alpha_{ht}(i)$ 、 $h_{wt}(n)$ 、 $w_t(n)$ 、パルス割り当て個数を入力する。

【0122】聴感重み付け回路610は次式(20)のフィルタリング処理により重み付けを行なう。

【0123】

【数13】

☆ 源信号 $v_t(n)$ を求める。

【0125】

【数14】

(n)をサブフレーム毎に計算する。

【0128】

【数15】

17

$$s_{wt}(n) = v_t(n) + \sum_{i=1}^P \alpha_{ht}(i) s_{wt}(n-i)$$

18

…(22)

【0129】さらに、保存されているフィルタメモリの値を用いて、入力信号を零 $d_t(n) = 0$ とした応答信号を 1 サブフレーム分計算し、減算器 415 へ出力する。ここで、応答信号 $x_{zt}(n)$ は次式(23)で表さ *

$$x_{zt}(n) = d_t(n) + \sum_{i=1}^P \alpha_{ht}(i) x_{zt}(n-i)$$

…(23)

【0131】但し、 $n - i \leq 0$ のときは

$$v(n-i) = p(N + (n-i)) \quad \cdots(24)$$

$$x_{zt}(n-i) = s_{wt}(N + (n-i)) \quad \cdots(25)$$

である。

【0132】図5は、本発明の第2の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図5において、図1と同一の要素には同一の参照番号が付されており、以下では図1に示した実施例との相違点のみを説明する。

【0133】図5を参照して、補間回路670は、スペクトルバラメータ計算回路200から入力した線形予測係数を、フレーム長よりも短いサブフレーム毎に補間し、補間したバラメータをインパルス応答計算回路310に出力する。補間を行なうためには、例えばLSPに一旦変換し、LSP上で補間した後に、線形予測係数に逆変換する。

【0134】また、スペクトルバラメータ量子化回路210から、量子化されたLSPを入力し、これをサブフレーム単位で補間し、補間結果を線形予測係数に逆変換してインパルス応答計算回路310に出力する。

【0135】なお、補間回路670は、図3の構成に付加することもできる。

【0136】図6は、本発明の第3の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図6において、図1と同一の要素には同一の参照番号が付されており、以下では図1に示した実施例との相違点のみを説明する。

【0137】図6を参照して、割り当て回路650は、帯域毎に、パルスの個数とS/N性能の関係を示したテーブル651を予め作成しておく。例えば、多量の信号に対して、予め、各帯域毎にパルスの個数を変化させて平均S/Nを測定し、これを帯域毎にテーブルに格納しておく。

【0138】性能計算回路320から帯域tに対してSMR(t)を入力し、この要求値を満たすべくテーブルを参照して、パルスの個数を割り当てる。具体的な処理を次に示す。

【0139】まず、各帯域のパルスの個数を1とし、サブバンドt毎にテーブルからSNR(t)を求める。次式(26)でMNR(t)を計算する。

【0140】

$$MNR(t) = SNR(t) - SMR(t)(dB) \quad \cdots(26)$$

【0141】全ての帯域合計のビット数を計算し、割り

*れる。

【0130】

【数16】

当て可能ビット数を算出する。

10 【0142】MNR(t)が最小の帯域において、パルス数を1パルス増やし、SNR(t)の値を修正し、割り当て可能ビットの計算を行なう。

【0143】これらを繰り返し、割り当て可能なビットが負にならない限り、これらの処理を繰り返す。

【0144】なお、割り当て回路650、テーブル651は、図3の構成に付加することもできる。

【0145】図7は、本発明の第4の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図7において、図1と同一の要素には同一の参照番号が付されており、以下では図1に示した実施例との相違点のみを説明する。

【0146】図7を参照して、符号化回路700₁～700_nは、帯域分割回路150から、予め定められた複数個の帯域に分割された信号を入力する。帯域tの信号を $x_t(n)$ とする。符号化回路700₁～700_nは共通の動作を行なうので、符号化回路700₁のみを、図8を参照して説明する。

【0147】図8において、端子701、702から、信号 $x_t(n)$ 、割り当てパルス数K(t)をそれぞれ入力する。スペクトルバラメータ計算回路710は、信号 $x_t(n)$ に対して、スペクトルバラメータとして線形予測係数を予め定められた次数Pだけ計算する。具体的な動作は、入力信号が異なる点を除けばスペクトルバラメータ計算回路200と同一である。

【0148】インパルス応答計算回路730は、スペクトルバラメータ計算回路710から線形予測係数 $\alpha_t(i)$ 、スペクトルバラメータ量子化回路210から量子化された線形予測係数 $\alpha'_t(i)$ を入力し、次式(27)、(28)に従い、2種のインパルス応答を計算する。

【0149】インパルス応答計算回路730は、スペクトルバラメータ計算回路710から線形予測係数 $\alpha_t(i)$ 、スペクトルバラメータ量子化回路210から量子化された線形予測係数 $\alpha'_t(i)$ を入力し、次式(27)、(28)に従い、2種のインパルス応答を計算する。

【0150】第1のインパルス応答回路 $h_{wt}(n)$ は次式(27)の伝達特性を有するフィルタのインパルス応答である。

【0151】

【数17】

19

20

$$H_w(z) = \left[\frac{1 - \sum_{i=1}^P \alpha_t(i) i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^P \alpha_t(i) r^i z^{-i}} \right] \left[\frac{1}{1 - \sum_{i=1}^P \alpha'_t(i) r^i z^{-i}} \right] \quad \cdots (27)$$

【0152】第2のインパルス応答は、次式(28)の伝達特性を有する合成フィルタのインパルス応答 $h_t(n)$ である。

* 【0153】
【数18】

*

$$H(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^P \alpha'_t(i) i z^{-i}} \quad \cdots (28)$$

【0154】前者は、適応コードブック回路420、音源計算回路430、ゲイン量子化回路440に出力する。また、後者のインパルス応答は、端子708から出力する。

【0155】聴感重み付け回路740は、入力信号 $x_t(n)$ と2種の線形予測係数 $\alpha_t(i)$ と $\alpha'_t(i)$ を※

$$H_w(z) = \left[\frac{1 - \sum_{i=1}^P \alpha_t(i) z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^P \alpha_t(i) r^i z^{-i}} \right] \left[\frac{1}{1 - \sum_{i=1}^P \alpha'_t(i) r^i z^{-i}} \right] \quad \cdots (29)$$

【0157】ここで、 γ は、聴感重み付け量を制御する重み係数である。

【0158】このフィルタリング処理は、 z 変換上で次式のように表せる。

【0159】

$$X_{wt}(z) = X_t(z) H_w(z) \quad \cdots (30)$$

【0160】重み付け信号計算回路796は、適応コードブック、パルスの振幅、位置、ゲインコードベクトルに関するインデックスを入力し、インデックスからそれに対応するコードベクトルを読み出し、まず次式(31)にもとづき駆動音源信号 $v_t(n)$ を求める。

★ドブック、パルスの振幅、位置、ゲインコードベクトルに関するインデックスを入力し、インデックスからそれに対応するコードベクトルを読み出し、まず次式(31)にもとづき駆動音源信号 $v_t(n)$ を求める。

【0161】

【数20】

【0162】 $v_t(n)$ は適応コードブック回路420に出力される。

★応答信号 $s_{wt}(n)$ を計算し、応答信号計算回路795へ出力する。

【0163】次に、スペクトルバラメータ計算回路710の出力バラメータ、スペクトルバラメータ量子化回路210の出力バラメータを用いて次式(32)により、★

【0164】

【数21】

$$v_t(n) = \beta'_1 v_t(n-T) + G' \sum_{i=1}^M g'_{ik} \delta(n-m_i) \quad \cdots (31)$$

$$\begin{aligned} s_{wt}(n) &= v_t(n) - \sum_{i=1}^P \alpha_t(i) v_t(n-i) + \sum_{i=1}^P \alpha_t(i) r^i v_t(n-i) \\ &\quad + \sum_{i=1}^P \alpha'_t(i) r^i s_{wt}(n-i) \quad \cdots (32) \end{aligned}$$

【0165】応答信号計算回路795は、スペクトルバラメータ計算回路710から、線形予測係数 $\alpha_t(i)$ を入力し、スペクトルバラメータ量子化回路210から、量子化して復元した線形予測係数 $\alpha'_t(i)$ を入力し、保存されているフィルタメモリの値を用いて、入

力信号を零 $d_t(n) = 0$ とした応答信号を1サブフレーム分計算し、減算器415へ出力する。ここで、応答信号 $x_{zt}(n)$ は次式(33)で表される。

【0166】

【数22】

21

22

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{zt}(n) = & d_t(n) - \sum_{i=1}^p \alpha_t(i) d_t(n-i) + \sum_{i=1}^p \alpha_t(i) r^i y_t(n-i) \\ & + \sum_{i=1}^p \alpha_t'(i) r^i x_{zt}(n-i) \end{aligned}$$

…(33)

【0167】但し、 $n - i \leq 0$ のときは

$y_t(n-i) = p(N+(n-i)) \quad \cdots (34)$

$x_{zt}(n-i) = s_{zt}(N+(n-i)) \quad \cdots (35)$

【0168】ここで、Nはサブフレーム長を示す。 $s_{zt}(n)$ 、 $p(n)$ は、式(35)の重み付け信号計算回路の出力信号を示す。【0169】再度図7を参照して、帯域合成回路710は、各帯域の符号化回路700₁～700_Nから出力されたインパルス応答 $h_t(n)$ を入力し、帯域合成フィルタに通して、全帯域のインパルス応答 $h(n)$ を予め定められた点数だけ計算し、性能計算回路320に出力する。ここで、帯域合成フィルタには、周知のQMF合成フィルタを用いることができる。詳細は前記文献11を参照することができる。

【0170】図9は、本発明の第5の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図9において、図7と同一の要素には同一の参照番号が付されており、以下では図7に示した第4の実施の形態との相違点のみを説明する。

【0171】すなわち、本実施例においては、符号化回路800₁～800_Nの動作が異なるので、図10に、符号化回路800_iの構成を示す。なお、図10において、図8と同一の要素には同一の参照番号が付されており、以下では図8に示した第4の実施の形態との相違点のみを説明する。

【0172】図10を参照して、図8に示した符号化回路との相違点は、補間回路670である。補間回路670は、図5に示した補間回路670と同一動作を行なう。すなわち、補間回路670は、スペクトルパラメータ

$$G = 10 \log_{10} \left[1 / L \sum_{i=1}^L (P_i / E_i) \right]$$

…(36)

【0178】ここで、Lはフレームに含まれるサブフレームの個数である。なお、Lは1でもよい。 P_i 、 E_i はそれぞれ、i番目のサブフレームでの音声パワ、ピッチ予測誤差パワであり、次式(37)、(38)で与えらる。

$$P_i = \sum_{n=0}^{N-1} x_i^2(n)$$

…(37)

$$E_i = P_i - \left[\sum_{n=0}^{N-1} x_i(n) x_i(n-T_i) \right]^2 / \left[\sum_{n=0}^{N-1} x_i^2(n-T_i) \right] \quad \cdots (38)$$

【0180】ここで、 T_i は予測ゲインを最大化する最適遅延である。

【0181】フレーム平均ピッチ予測ゲインGを予め定められた1個あるいは複数個のしきい値と比較して複数種類のモードに分割する。モードの個数としては、例え

* タ計算回路710から入力した線形予測係数を、フレームよりも短いサブフレーム毎に補間し、補間したパラメータをインパルス応答計算回路730に出力する。補間を行なうためには、例えばLSPに一旦変換し、LSP上で補間した後に、線形予測係数に逆変換する。

【0173】また、スペクトルパラメータ量子化回路710から、量子化されたLSPを入力し、これをサブフレーム単位で補間し、補間結果を線形予測係数に逆変換してインパルス応答計算回路730に出力する。

【0174】図11は、本発明の第6の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図11と図9の相違点は、割り当て回路650である。割り当て回路650は、図6の割り当て回路と同一の動作を行ない、テーブル651を用いて、帯域毎にパルスの個数を割り当てる。

【0175】図12は、本発明の第7の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図12と図1の相違点は、モード判別回路800と割り当て回路810である。

【0176】図12を参照して、モード判別回路800は、フレーム分割回路110からフレーム単位で入力信号を受取り、モード判別情報を割り当て回路810とマルチプレクサ500へ出力する。ここでは、モード判別に、現在のフレームの特徴量を用いる。特徴量としては、例えば、フレームで平均したピッチ予測ゲインを用いる。ピッチ予測ゲインの計算は、例えば次式(36)を用いる。

【0177】

【数23】

※れる。

【0179】

【数24】

ば4を用いることができる。

【0182】割り当て回路810は、帯域毎に、SMR(t)とモード判別情報に従い、パルス数の適応割り当てを行なう。一例として、簡便には、1パルス当たりの符号化S/Nをモードに応じて $A_j dB$ ($j = 1, \dots, 50$)

U : Uはモードの個数)と仮定し、SMR(t)をA₁で除して必要なパルスの個数を求めることができる。このようにして、各帯域毎に、パルスの割り当て数K(t)を計算し、符号化回路400₁~400_Nに出力する。ただし、この割り当てのときに、複数帯域合計の伝*

$$B = \sum_{t=1}^N b(t)$$

【0184】ここで、b(t)は帯域tにおける割り当てるパルス及び他の伝送情報から計算した帯域tの伝送ビット数、Nは帯域の個数である。

【0185】なお、符号化回路400₁~400_Nにおいても、モード判別情報を用いて、適応コードブックの動作やゲインコードブックを切替える構成にすることもできる。また、スペクトルパラメータ量子化回路210においても、モード判別情報を用いて、コードブック215を切替える構成にすることもできる。

【0186】図13は、本発明の第7の実施の形態の変形例を示すブロック図である。図13を参照して、本実施例においては、図12の構成において、LPC分析回路550を付加し、分割回路340において帯域分割されたインパルス応答を用いて、各帯域毎に、自己相関を求めるLPC分析により線形予測係数を計算する。さらに、符号化回路600₁~600_Nは、帯域毎に線形予測係数を入力して符号化を行なう。LPC分析回路550、符号化回路600₁~600_Nは、図3の構成と同一である。

【0187】図14は、本発明の第8の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図12の構成において、補間回路670を付加している。補間回路670は、図5の構成と同一である。

【0188】図15は、本発明の第9の実施の形態の構成例を示すブロック図である。割り当て回路900は、モード判別回路800からモード判別情報を入力する。割り当て回路900は、帯域毎に、パルスの個数とS/N性能の関係を示したテーブルをモード毎に予め作成しておく。これらをテーブル910₁から910_Nとする。ここで、Uはモードの個数である。例えば、多量の信号に対して、予め、各帯域毎にかつモード毎にパルスの個数を変化させて平均S/N比を測定し、これを帯域毎にかつモード毎にテーブルに格納しておく。

【0189】性能計算回路320から帯域tに対してSMR(t)を入力し、さらに、モード判別回路800からフレームのモード判別情報を入力し、モード毎に参照すべきテーブルを切替えて、この要求値を満たすべく、パルスの個数を割り当てる。具体的な処理を次に示す。※

$$B = \sum_{i=t}^N b_U(t)$$

【0199】ここで、b_U(t)は、帯域tにおけるモードUでの割り当てるパルス数と他の伝送情報から計算した帯域tのモードUにおける伝送ビット数、Nは帯域の

*送ビット数Bを計算し、B=Rとなるように、パルスの個数を調整する。ここで、Rは予め定められた伝送速度である。また、次式(39)が成り立つ。

【0183】

【数25】

…(39)

※【0190】まず、各帯域のパルスの個数を1とし、サブバンドt毎に、モードUに対してテーブルからSNR_U(t)を求める。次式(40)でMNR_U(t)を計算する。

【0191】

$$MNR_U(t) = SNR_U(t) - SMR(t)(dB) \quad \dots(40)$$

【0192】全ての帯域合計のビット数を計算し、割り当てる可能ビット数を算出する。

【0193】MNR_U(t)が最小の帯域において、パルス数を1パルス増やし、SNR(t)の値を修正し、割り当てる可能ビットの計算を再度行なう。これらを繰り返し、割り当てる可能なビットが負にならない限り、これらの処理を繰り返す。

【0194】なお、符号化回路400₁~400_Nにおいても、モード判別情報を用いて、適応コードブックの動作やゲインコードブックを切替える構成にすることもできる。また、スペクトルパラメータ量子化回路210においても、モード判別情報を用いて、コードブック215を切替える構成にすることもできる。

【0195】図16は、本発明の第10の実施の形態の構成例を示すブロック図である。

【0196】図16を参照して、割り当てる回路1010₁は、符号化回路1000₁~1000_Nの各々から帯域毎にモード判別情報を入力し、帯域毎にパルスの個数を割り当てる。帯域毎に、SMR(t)とモードに従い、パルス数の適応割り当てる。

【0197】一例として、簡便には、帯域毎に1パルス当たりの符号化S/N比をA₁(t)dBと仮定し、SMR(t)をA₁(t)で除して、帯域毎に必要なパルスの個数を求めることができる。このようにして、各帯域毎に、パルスの割り当てる数を計算し、符号化回路1000₁~1000_Nに出力する。ただし、この割り当てるときに、複数帯域合計の伝送ビット数Bを計算し、B=Rとなるように、パルスの個数を調整する。ここで、Rは予め定められた伝送速度である。また、次式(41)が成り立つ。

【0198】

【数26】

…(41)

個数である。

【0200】このような構成にすることにより、帯域毎、モード毎により精度の高いパルス割り当てる実現す

ことができる。

【0201】符号化回路 $1000_1 \sim 1000_n$ の構成を、図17を参照して説明する。なお、符号化回路 $1000_1 \sim 1000_n$ は同一の構成であるので、代表して、符号化回路 1000_1 を説明する。

【0202】図17において、モード判別回路1020は、端子701からフレーム単位で帯域 t の入力信号を*

$$G = 10 \log_{10} [1/L \sum_{i=1}^L (P_i/E_i)] \quad \cdots(42)$$

【0204】ここで、Lはフレームに含まれるサブフレームの個数である。なお、Lは1でもよい。 P_i 、 E_i はそれぞれ、i番目のサブフレーム帯域 t の入力信号のパワ、ピッチ予測誤差パワを示し、次式(43)、(44)*

$$P_i = \sum_{n=0}^{N-1} x_t^2(n) \quad \cdots(43)$$

$$E_i = P_i - [\sum_{n=0}^{N-1} x_t(n)x_t(n-T_t)]^2 / [\sum_{n=0}^{N-1} x_t^2(n-T_t)] \quad \cdots(44)$$

【0206】ここで、 T_t は帯域 t における、予測ゲインを最大化する最適遅延である。

【0207】フレーム平均ピッチ予測ゲインGを予め定められた1個あるいは複数個のしきい値と比較して複数種類のモードに分割する。モードの個数としては、例えば4を用いることができる。

【0208】図18は、本発明の第11の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図16とは、符号化回路 $1000_1 \sim 1000_n$ の構成が異なるので、符号化回路 1000_1 の構成を図19に示す。

【0209】図19において、図17と相違する点は、補間回路670が付加されている点である。

【0210】図20は、本発明の第12の実施の形態の構成例を示すブロック図である。

【0211】割り当て回路1150は、帯域毎に、パルスの個数とS/N性能の関係を示したテーブルをモード毎に予め作成しておく。これらをテーブル1120から1120とする。ここで、Uはモードの個数である。例えば、多量の信号に対して、予め、各帯域毎にかつモード毎にパルスの個数を変化させて平均S/N比を測定し、これを帯域毎にかつモード毎にテーブルに格納しておく。

【0212】性能計算回路320から帯域 t に対してSMR(t)を入力し、さらに、符号化回路 $1000_1 \sim 1000_n$ から帯域毎にモード判別情報を入力し、SMR(t)の要求値を満たすべく、モード毎に参照すべきテーブルを切替えて、パルスの個数を割り当てる。具体的な処理を次に示す。

【0213】まず、各帯域のパルスの個数を1とし、サブバンド t 毎に、モードUに対してテーブルからSNR_u(t)を求める。そして、次式(45)によりMNR_u(t)を計算する。

*受取り、モード判別情報を端子1021から出力する。ここでは、モード判別に、現在のフレームの特徴量を用いる。特徴量としては、例えば、フレームで平均したピッチ予測ゲインを用いる。ピッチ予測ゲインの計算は、例えば次式(42)を用いる。

【0203】

【数27】

10※4) で与えられる。

【0205】

【数28】

【0214】

20 MNR_u(t) = SNR_u(t) - SMR_u(t) (dB) ④(45)

【0215】次に、全ての帯域合計のビット数を計算し、割り当て可能ビット数を算出する。

【0216】MNRが最小の帯域において、パルス数を1パルス増やし、SNR_u(t)の値を修正し、割り当て可能ビットの計算を再度行なう。これらを繰り返し、割り当て可能なビットが負にならない限り、これらの処理を繰り返す。

【0217】上記各実施の形態の説明では、音源計算回路において、パルスの振幅を極性で表したが、複数個の振幅をまとめてベクトル量化する構成をとることにより、さらに性能を改善することができる。

【0218】さらに、複数セットの位置の候補に対して、振幅ベクトル量化コードブックと位置とを組み合わせて探索し、最適な組合せを選択することで性能が向上する。以下に具体的に説明する。ここでは、簡単のために、M個のパルスの位置を2セット計算するものとする。

【0219】まず、第1セットの位置に対して、振幅コードブックから振幅コードブックを読み出し、歪みを最小化する振幅コードベクトルを選択し、第1の歪みD₁を計算する。次に、第2セットの位置に対してコードブックから振幅を読み出し、上記と同様の処理を繰り返し、第2の歪みD₂を計算する。次に、第1と第2の歪みを比較し、より小さい方の歪みを与える位置と振幅コードベクトルの組合せを選択する。

【0220】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、音源信号を複数個のパルスで表すことにより、演算量を削減することができる。

50 【0221】また、本発明によれば、入力信号または帶

域分割された信号からスペクトルパラメータを求め、これをもとに複数個の帯域に対して、好ましくは信号対マスキング値の計算から性能要求値を算出し、これをもとに、パルスの個数を帯域毎に適応的に割り当てることにより、非定常な音楽信号などに対しても従来よりも良好な音質を得ることができる。また、パルス数の適応割り当てに必要な情報を新たに伝送する必要がないという利点がある。

【0222】さらに、本発明によれば、スペクトルパラメータをフレーム長よりも短いサブフレーム毎に補間することで、時間的に滑らかなパルス割当を行なうことができる。

【0223】そして、本発明においては、パルスの個数と性能との関係を示したテーブルを予め有し、これを用いてパルス数の適応割り当てを帯域毎に行なうことにより、簡便でより精度の高い割り当てを行なうことができる。

【0224】さらに、本発明においては、入力信号もしくは、帯域分割された信号からモード判別を行ない、モード情報も使用して帯域毎にパルスの適応割り当てを行なうことにより、パルスの割り当ての精度がさらに改善され、音質が向上する。また、この割り当てには、帯域毎に、モード毎に前記テーブルを切替えて行なうことにより、簡便な処理で実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態を示す図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態における符号化回路400₁の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の第1の実施の形態の変形を示す図である。

【図4】図3の符号化回路400₁の構成を示す図である。

【図5】本発明の第2の実施の形態を示す図である。

【図6】本発明の第3の実施の形態を示す図である。

【図7】本発明の第4の実施の形態を示す図である。

【図8】図7の符号化回路700₁の構成を示す図である。

【図9】本発明の第5の実施の形態の構成を示す図である。

【図10】図9の符号化回路800₁の構成を示す図である。

【図11】本発明の第6の実施の形態の構成を示す図である。

【図12】本発明の第7の実施の形態の構成を示す図である。

【図13】本発明の第7の実施の形態の変形例を示す図である。

【図14】本発明の第8の実施の形態の構成を示す図である。

【図15】本発明の第9の実施の形態の構成を示す図である。

【図16】本発明の第10の実施の形態の構成を示す図である。

【図17】図16の符号化回路1000₁の構成を示す図である。

【図18】本発明の第11の実施の形態の構成を示す図である。

【図19】図18の符号化回路1100₁の構成を示す図である。

【図20】本発明の第12の実施の形態の構成を示す図である。

【符号の説明】

110 フレーム分割回路

150 帯域分割回路

200, 710 スペクトルパラメータ計算回路

210 スペクトルパラメータ量子化回路

215 コードブック

310, 730 インパルス応答計算回路

320 性能計算回路

330, 650, 810, 900, 1010, 1150
割り当て回路

340 分割回路

400₁～400_n, 600₁～600_n, 700₁～700_n, 800₁～800_n, 1000₁～1000_n, 1100₁～1100_n 符号化回路

410, 610, 740 聴感重み付け回路

415 減算器

420 適応コードブック回路

430 音源計算回路

440 ゲイン量子化回路

445 ゲインコードブック

450, 620, 795 応答信号計算回路

500 マルチプレクサ

550 L PC分析回路

40 651, 910₁～910_n, 1120₁～1120_n テーブル

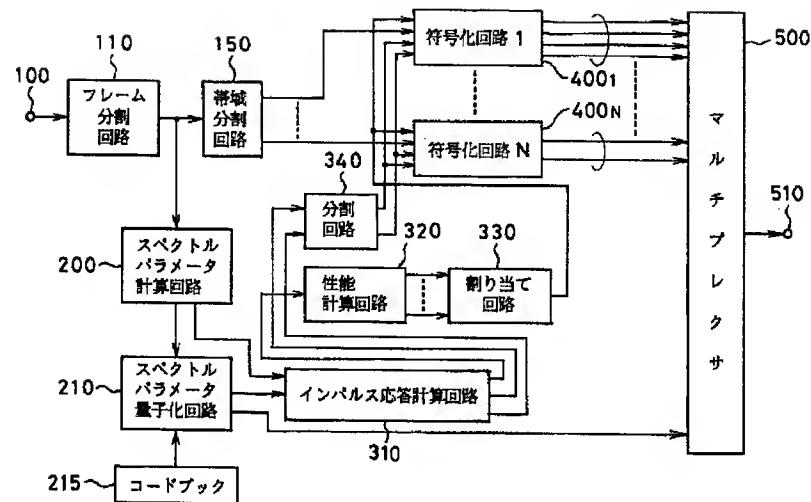
670 補間回路

710 帯域合成回路

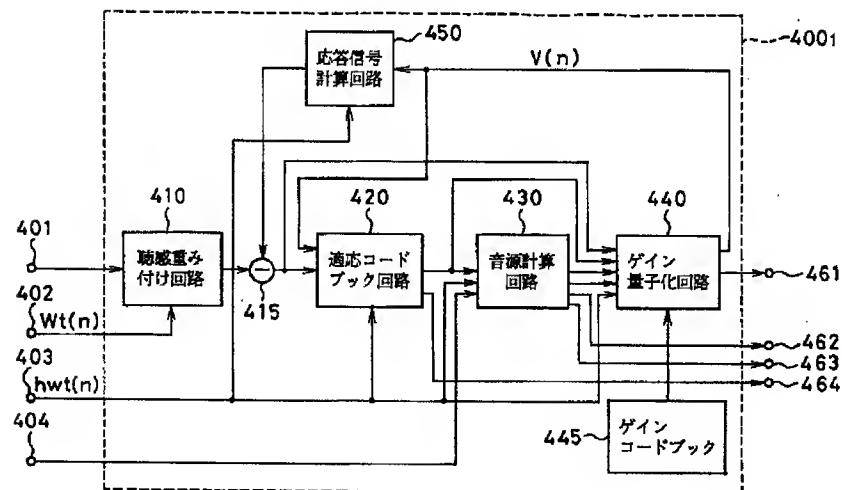
796 重み付け信号合成回路

800, 1020 モード判別回路

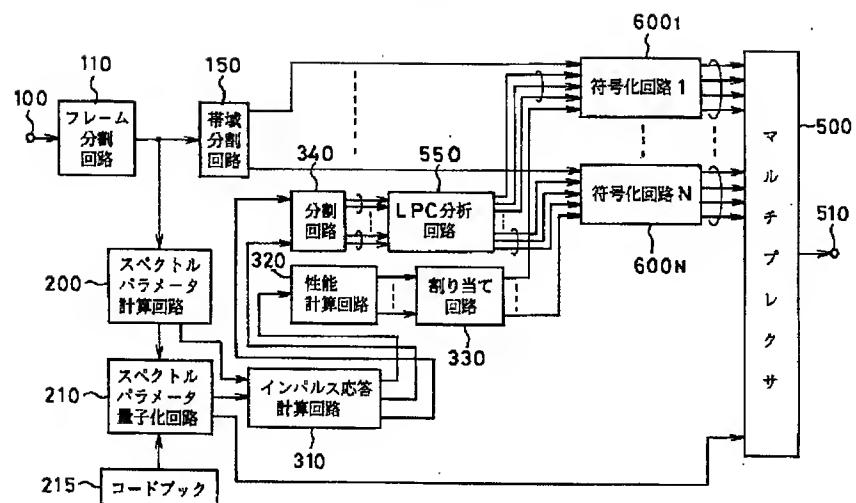
【図1】



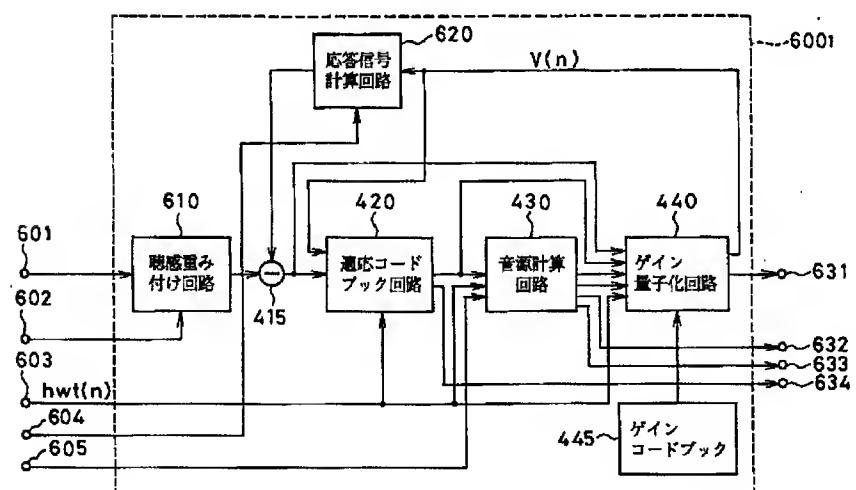
【図2】



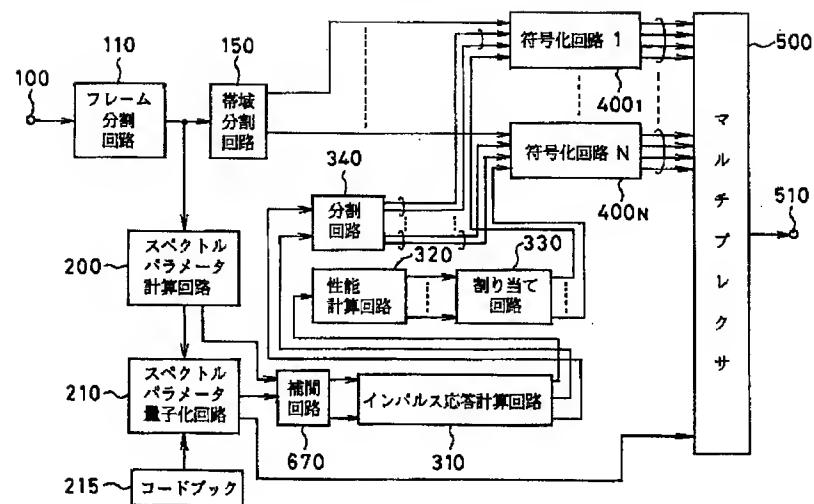
【図3】



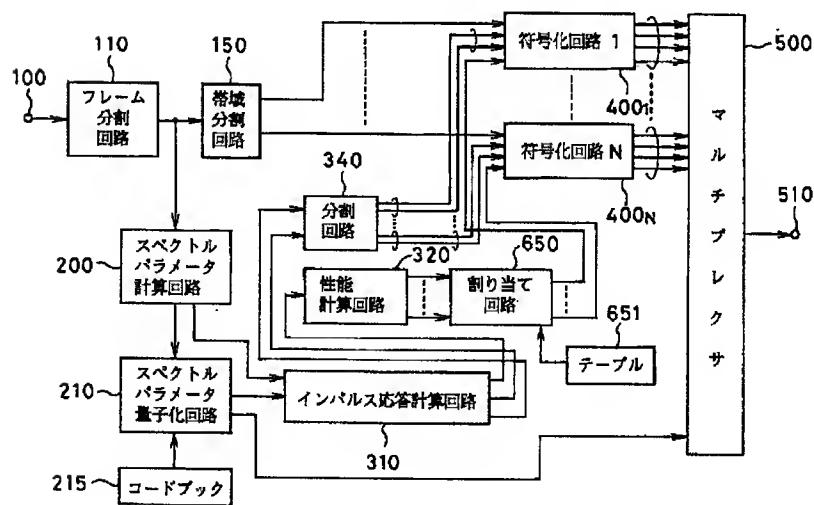
【図4】



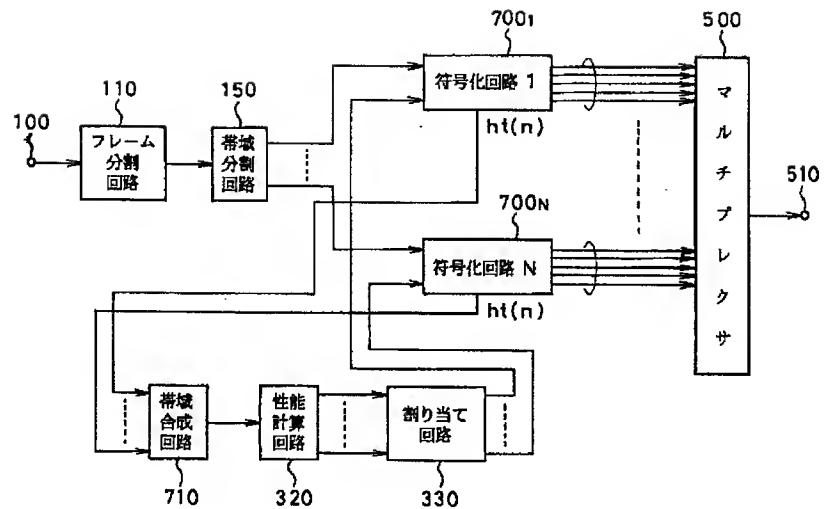
【図5】



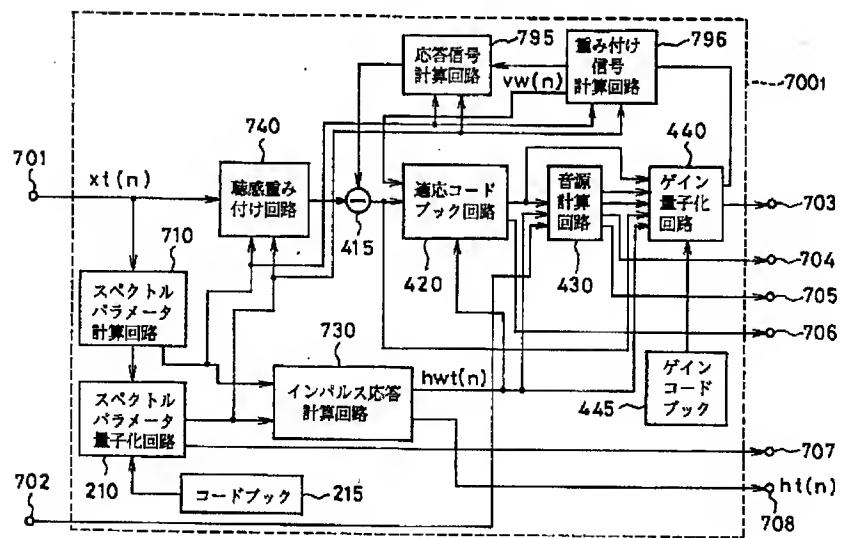
【図6】



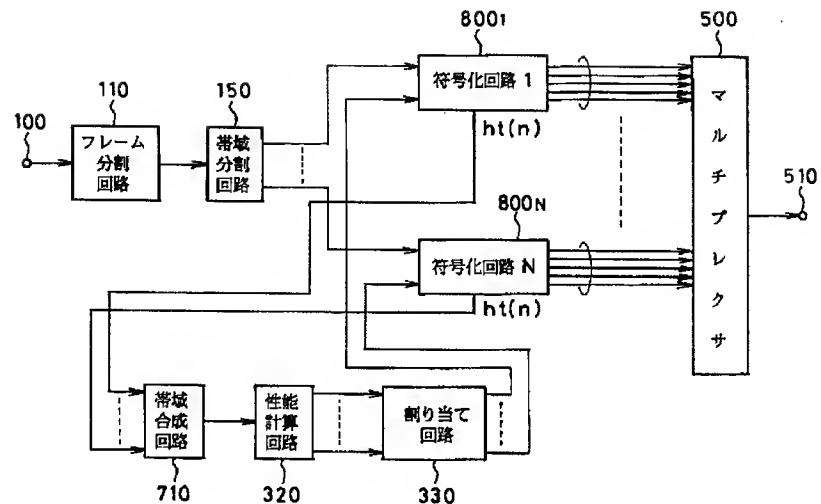
【図7】



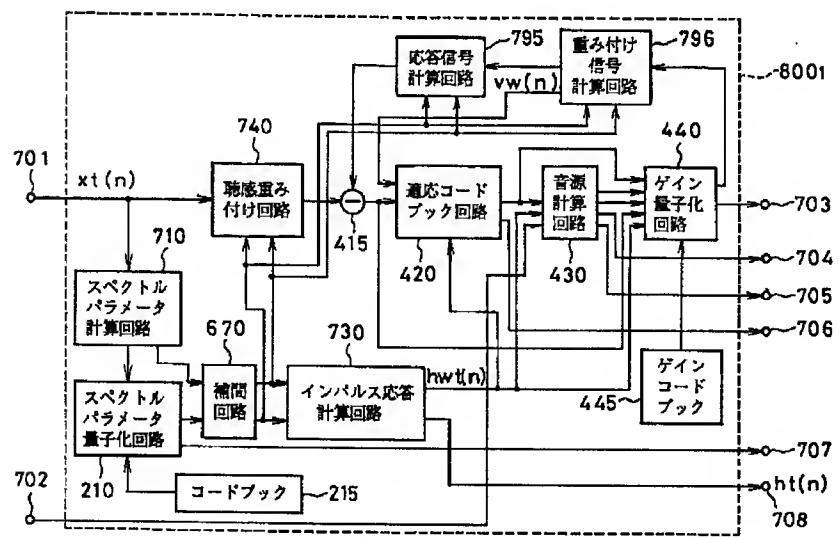
[圖 8]



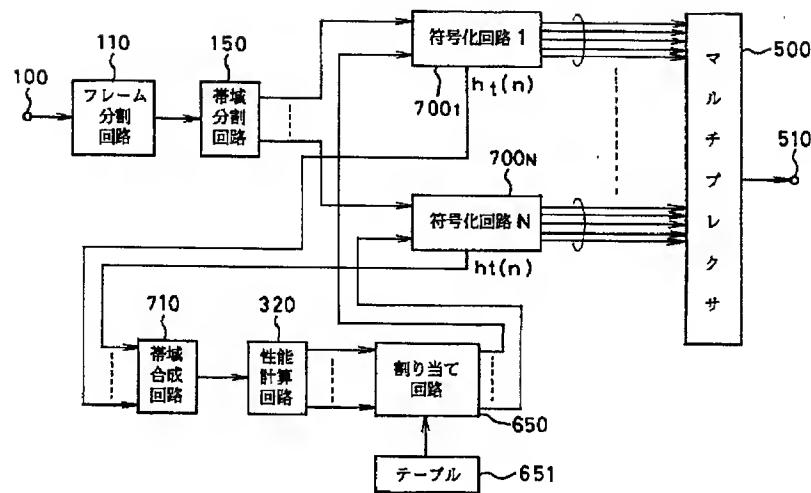
【図9】



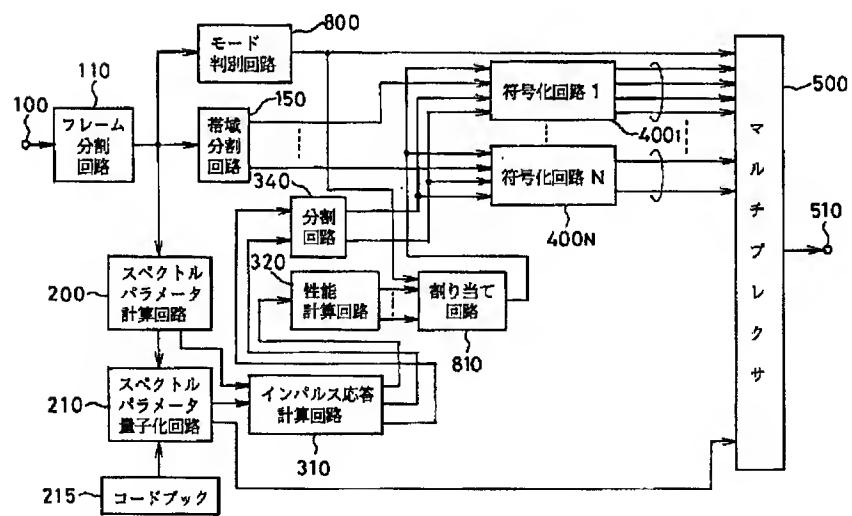
【図10】



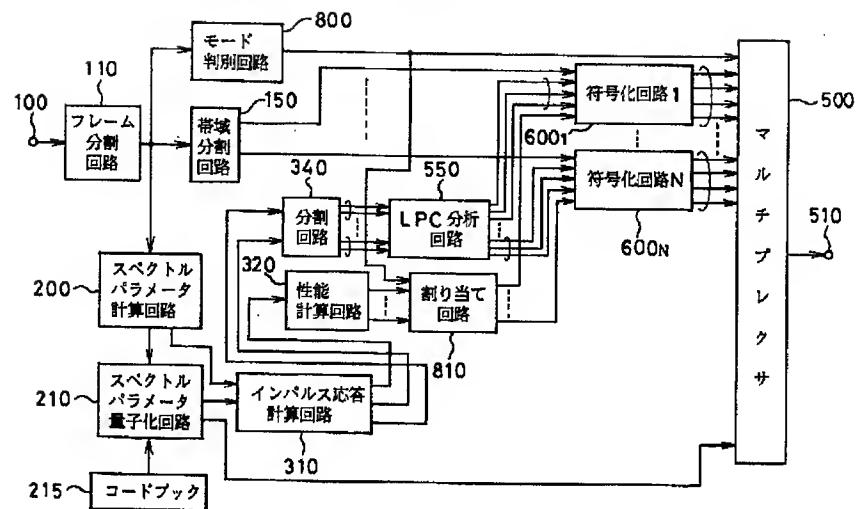
【図11】



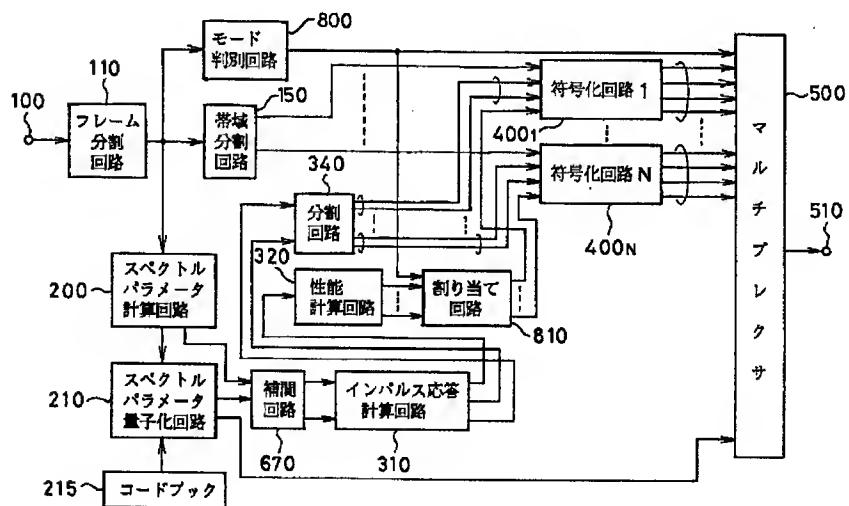
【図12】



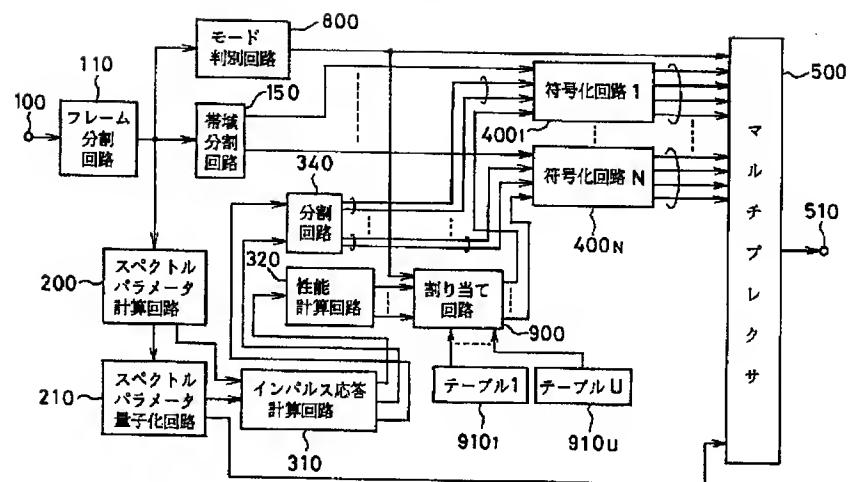
【図13】



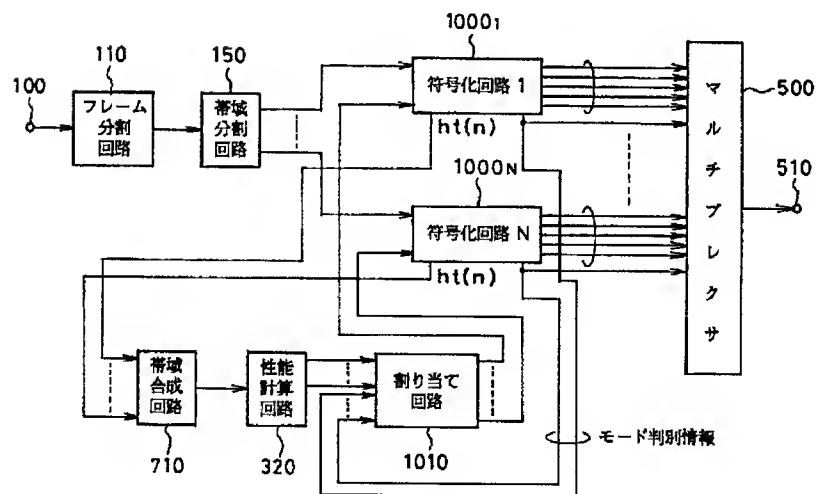
【図14】



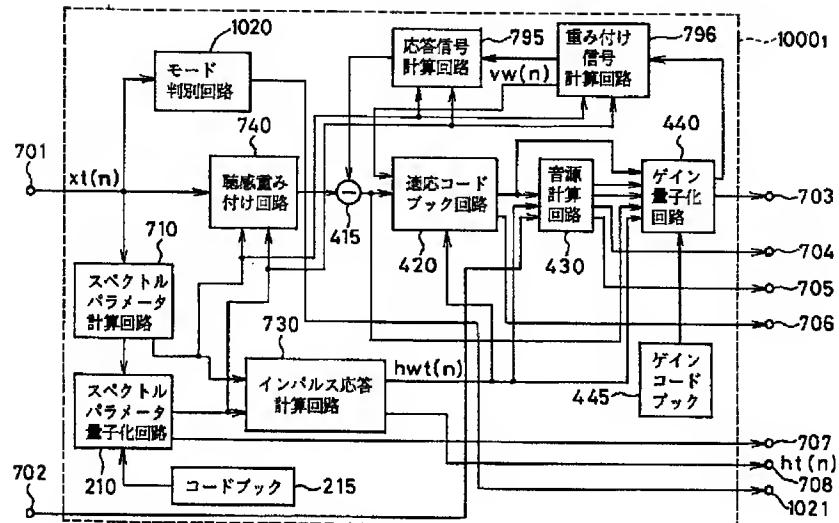
【図15】



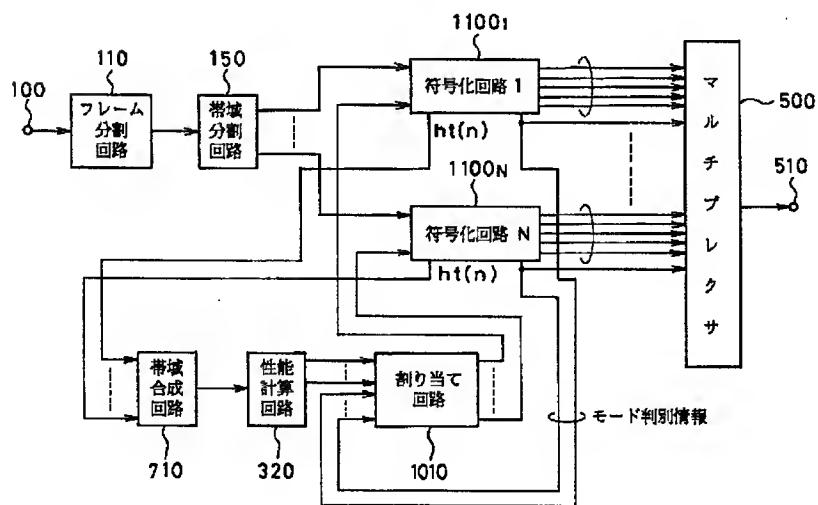
【図16】



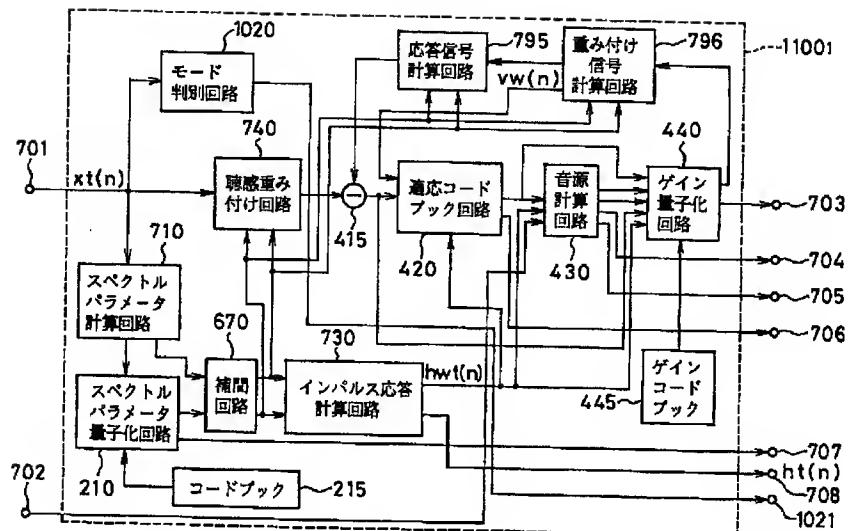
【図17】



【図18】



[図19]



【図20】

